

Full Translation

Japanese U.M. Publication No. Sho 62(1987)-2813

Publication Date: January 22, 1987

Title of the Invention: Multi-Channel Switching Frequency
Modulator

Inventor: Sigeaki Ashida

Applicant: NEC Corp.

Agent: Susumu Uchihara, Patent Attorney

[Claim]

A multi-channel switching frequency modulator wherein variable capacitance diodes provided every channels are selectively connected to circuits and modulation voltages applied to the respective diodes are respectively adjusted by corresponding variable resistors to thereby adjust modulation sensitivity every channels, characterized in that both terminals of the variable resistors are respectively connected to one another to form a parallel circuit, a modulated input signal is connected to one end of the parallel circuit via a condenser and the other end thereof is connected to an output of a voltage stabilization circuit, a connecting point of the other end thereof and the output thereof is grounded via a condenser, and voltage-division terminals of the respective variable resistors are connected to the corresponding variable capacitance diodes through

resistors or chokes.

Detailed Description of the Invention

This invention relates to an oscillator having a modulating function, which is used as a signal generator of a transmitter, and more specifically to a multi-channel switching frequency modulator which uses two or more piezoelectric vibrators by switching.

There has recently been a strong demand for an improvement in the frequency stability of an oscillator in terms of efficient utilization of a frequency with an increase in the use of a wireless communication device. On the other hand, there has also been a strong demand for a reduction in the size of a modulator including an oscillator and a reduction in power consumption in a manner similar to above in order to bring a device into less size.

It is generally often the case that in a multi-channel switching oscillator circuit which needs its size reduction in particular, a plurality of piezoelectric vibrators are connected to an oscillation circuit and switched to selectively operate only one of them, thereby obtaining an oscillation frequency inherent in the piezoelectric vibrator.

Since, at this time, the oscillation circuit can be configured as single unless a center frequency of each channel greatly varies, a communication device can be brought into less size, and the number of parts and the

number of man-hours for assembly can be reduced, whereby an economical oscillator can be provided. It is well known that a frequency modulator can be configured using such an oscillator.

When, for example, a crystal oscillator per se is used as the frequency modulator, a voltage variable reactance element like a varactor diode is contained within the crystal oscillator and the voltage applied thereto is changed to vary a load capacitance as viewed from a crystal vibrator, thereby shifting an oscillation frequency. However, when two or more crystal vibrators exist, there is a need to adjust oscillation frequencies and modulation sensitivity to desired values every channels due to reasons such as inconstancy of reactance formed on the oscillation circuit side with respect to their frequencies, production shifts in the frequencies of the crystal vibrators, variations in capacity ratio, and variations in capacitance value at reverse biasing of each varactor diode, etc. In addition, their adjustments must be capable of being made independently with respect to the respective channels. Fig. 1 is a circuit diagram showing a conventional multi-channel switching frequency modulator capable of performing such adjustments.

In the drawing, R1 and R2 indicate bleeder resistors, C2 and C4 indicate bypass condensers, R3 indicates a resistor for determining a current of a transistor Q.

Condensers C1 and C3 form a positive feedback circuit together with a coil L4, variable inductance coils L1, L2 and L3, crystal vibrators X1, X2, X3, and varactor diodes VD1, VD2 and VD3. A 3-channel switching and common-collector tertiary overtone Colpitts crystal oscillator is configured as a whole and capable of selecting a desired frequency by a selector switch SW.

STB indicates a voltage stabilization circuit whose output voltage is applied to the varactor diodes through high-frequency blocking resistors R6, R5 and R4 from high-frequency blocking resistors R7, R8 and R9 as reverse bias voltages respectively. A modulation voltage applied to T1 passes through a bypass condenser C9 and is divided by variable resistors RD1, RD2 and RD3, which divided voltages are applied to their corresponding varactor diodes VD1, VD2 and VD3 via bypass condensers C6, C7 and C8, and the high-frequency blocking resistors R5, R6 and R7. T2 is one example of an output terminal. According to the present circuit, oscillation frequencies and modulation sensitivity can be adjusted independently at the respective channels. This circuit is relatively rationally configured. One circuit and 3-contact switching alone realize a 3-channel configuration. Nevertheless, the number of parts increases, and parts large in cubic volume, like the bypass condensers C6, C7 and C8 in particular are needed. It is therefore difficult to bring the present circuit into hybrid IC

form.

Therefore, a drawback is brought about in that a packaging volume becomes large.

An object of the present invention is to provide a multi-channel switching frequency modulator which is capable of eliminating these drawbacks and reducing its size without impairing frequency stability of a frequency modulator.

In order to achieve the above object, there is provided a multi-channel switching frequency modulator according to the present invention, wherein variable capacitance diodes provided every channels are selectively connected to circuits and modulation voltages applied to the respective diodes are adjusted by their corresponding variable resistors to thereby adjust modulation sensitivity every channels, characterized in that both terminals of the variable resistors are respectively connected to one another to form a parallel circuit, a modulated input signal is connected to one end of the parallel circuit and the other end thereof is connected to an output of a voltage stabilization circuit, a connecting point of the other end thereof and the output thereof is grounded via a condenser, and voltage-division terminals of the respective variable resistors are connected to their corresponding variable capacitance diodes through resistors or chokes.

According to the above configuration, the object of

the present invention can be perfectly achieved.

The present invention will hereinafter be described in further details with reference to the drawings or the like.

Fig. 2 is a circuit diagram showing a first embodiment of a frequency modulator according to the present invention. The same reference numerals are used in portions common to the circuit previously shown in Fig. 1.

The description of the common portions is omitted and different points will be described. An output voltage of a voltage stabilization circuit STB is applied as reverse bias voltages of varactor diodes for their channels through a variable resistor network comprising RV1, RV2 and RV3, and high-frequency blocking resistors R4, R5 and R6. Since connecting middle points of the varactor diodes and inductances are very high in impedance on a dc basis, the output voltage of the voltage stabilization circuit STB is applied as it is. A modulated voltage passes from T1 to a bypass condenser C9 having such a value that the impedance becomes low sufficiently even at a low frequency, and is divided by the dividers RV1, RV2 and RV3 at different division ratios respectively, which in turn are superimposed on their corresponding dc reverse bias voltages of the varactor diodes for the respective channels. Adjustments thereof are made in a manner similar to the circuit shown

in Fig. 1.

It is understood that when this circuit is compared with Fig. 1, the bypass condensers C6, C7 and C8 and the high-frequency blocking resistors R7, R8 and R9 become unnecessary.

Fig. 3 is a diagram further showing another embodiment. The present embodiment shows an example of a configuration applied to a common-base nonadjustment tertiary overtone Colpitts crystal oscillator. D1, D2 and D3 indicate switching diodes for channel selection.

In a manner similar to the embodiment shown in Fig. 2, a variable resistance circuit network of RV1, RV2 and RV3, high-frequency blocking resistors R4, R5 and R6, and varactor diodes VD1, VD2 and VD3 are used.

Incidentally, while a description has been made of the case in which the crystal vibrators are used, a similar effect can be obtained even in the case where other piezoelectric vibrators, e.g., ceramic vibrators or the like are used.

The present embodiment can similarly be applied even to a case in which multi-channel frequencies are determined without using these vibrators.

As is apparent from the above description, parts, particularly condensers large in cubic volume can be reduced if the circuit configuration of the present invention is used. Accordingly, it becomes easy to bring the present circuit into hybrid IC form.

Bringing the present circuit into the hybrid IC form makes it possible to decrease a packaging volume and bring the present circuit into less size.

Brief Description of the Drawings

Fig. 1 is a conventional circuit; Fig. 2 is a circuit diagram showing a first embodiment according to the present invention; and Fig. 3 is a circuit diagram showing another embodiment.

L1, L2, L3 inductances, C1, C2...C10 condensers, R1...R9 resistors, RV1, RV2, RV3 variable resistors, VD1, VD2, VD3 varactor diodes, Q transistor, T1, T2 terminals, SD voltage stabilization circuit, D1, D2, D3 switching diodes.

* * * * *

⑫ 実用新案公報 (Y 2)

昭 62 - 2813

⑬ Int. Cl. *

H 03 C 3/22

識別記号

庁内整理番号

Z - 6628 - 5 J

⑭ 公告 昭和 62 年 (1987) 1 月 22 日

(全 4 頁)

⑮ 考案の名称 多チャンネル切換周波数変調器

前置審査に係属中

⑯ 実 願 昭 54 - 99294

⑰ 公 開 昭 56 - 17711

⑱ 出 願 昭 54 (1979) 7 月 20 日

⑲ 昭 56 (1981) 2 月 16 日

⑳ 考 案 者 芦 田 茂 昭 東京都港区芝五丁目 33 番 1 号 日本電気株式会社内

㉑ 出 願 人 日本電気株式会社 東京都港区芝五丁目 33 番 1 号

㉒ 代 理 人 弁理士 内 原 晋

審 査 官 有 泉 良 三

㉓ 参 考 文 献 特 開 昭 54 - 120356 (J P, A)

1

㉔ 実用新案登録請求の範囲

チャンネルごとに設けられている可変容量ダイオードを選択的に回路に接続し、前記各ダイオードに印加される変調電圧をそれぞれ対応する可変抵抗器で調節することにより各チャンネルごとに
5 変調感度を調節する多チャンネル切換周波数変調器において、前記可変抵抗器の両端子をそれぞれ接続して並列回路を形成し、前記並列回路の一端にコンデンサを介して変調入力信号を接続し、他端を電圧安定化回路の出力に接続し、この接続点
10 をコンデンサを介して接地し、前記各可変抵抗器の分圧端子を抵抗器またはチョークを介して対応する可変容量ダイオードに接続して構成したことを特徴とする多チャンネル切換周波数変調器。

考案の詳細な説明

本考案は送信機の信号発生器として用いられる変調機能を有する発振器、さらに詳しくいえば 2 個以上の圧電振動子を切換えて使用する多チャンネル切換周波数変調器に関する。

近年無線通信機の使用の増大につれ、周波数の 20 効率的利用の面から発振器の周波数安定度の向上が強く要望されるようになった。一方装置を小形化するために発振器を含む変調器を小形にすること、また低消費電力化することも同様に強く要望されている。

一般に特に小形化が必要とされる多チャンネル切換発振回路では複数の圧電振動子を発振用回路に接続し、これらの圧電振動子を切換えて 1 つ

2

の圧電振動子のみを選択的に動作させることにより、その圧電振動子に固有な発振周波数を得る場合が多い。

その際に、発振用回路は各チャンネルの中心周波数が大きく異ならない限り 1 個とすることができ
5 るため、通信機の小形化をはかることができる。とともに、部品点数、組立工数が削減でき経済的な発振器を提供できる。また、このような発振器を利用し周波数変調器を構成できることはよく知られている。

例えば水晶発振器自体を周波数変調器として用いる場合には、水晶発振回路内にバクタダイオードのような電圧可変リアクタンス素子を含ませ、その印加電圧を変化することによつて水晶振
15 動子からみた負荷容量を変えて発振周波数を偏移させる。しかし水晶振動子が 2 個以上あると、各々の周波数に対して発振回路側が形成するリアクタンスが一定ではないこと、水晶振動子の標記周波数の製作偏差や、容量比のばらつきおよびバ
20 クタダイオードの逆バイアス時の容量値がばらつくこと等の原因でチャンネルごとに発振周波数と変調感度を所望に値に調整する必要がある。しかもそれらの調整は各チャンネルにおいて独立に
25 が可能な従来の多チャンネル切換周波数変調器を示す回路図である。

図において R 1, R 2 はブリーダ抵抗、C 2, C 4 はバイパスコンデンサ、R 3 はトランジスタ Q

の電流を決定するための抵抗である。

コンデンサC1, C3はコイルL4、可変インダクタンスコイルL1, L2, L3、水晶振動子X1, X2, X3、バラクタダイオードVD1, VD2, VD3とともに正帰還回路を形成している。全体として3チャンネル切換、コレクタ接地3次オーバートーンコルピッツ水晶発振回路となっており、切換スイッチSWにより所望の周波数を選択できる。

STBは電圧安定化回路であつて、その出力電圧は高周波阻止抵抗R7, R8, R9からそれぞれ高周波阻止抵抗R6, R5, R4を経てバラクタダイオードに逆バイアス電圧として与えられる。T1に印加された変調電圧はバイパスコンデンサC9を通り可変抵抗器RD1, RD2, RD3で分圧されバイパスコンデンサC6, C7, C8、高周波阻止抵抗R5, R6, R7を経てバラクタダイオードVD1, VD2, VD3に印加される。T2は出力端子の一例である。本回路によれば、各々のチャンネルにおいて発振周波数の調整と変調感度の調整が独立にできる。この回路は比較的合理的に構成され、1回路3接点の切換だけで3チャンネル構成を実現しているが、それでも部品点数が多く、特にバイパスコンデンサC6, C7, C8のような体積の大きい部品が必要となるためハイブリッドIC化が困難である。

そのため実装体積が大となるという欠点がある。

本考案の目的は、これらの欠点を除去し、周波数変調器の周波数安定度を損なうことなく小形化することができる多チャンネル切換周波数変調器を提供することにある。

前記目的を達成するために本考案による多チャンネル切換周波数変調器はチャンネルごとに設けられている可変容量ダイオードを選択的に回路に接続し、前記各ダイオードに印加される変調電圧をそれぞれ対応する可変抵抗器で調節することにより、各チャンネルごとに変調感度を調節する多チャンネル切換周波数変調器において、前記可変抵抗器の両端子をそれぞれ接続して並列回路を形成し、前記並列回路の一端に変調入力信号を接続し、他端を電圧安定化回路の出力に接続し、この接続点をコンデンサを介して接地し、前記各可変抵抗器の分圧端子を抵抗器またはチョークを介し

て対応する可変容量ダイオードに接続して構成されている。

上記構成によれば本発明の目的を完全に達成することができる。

以下図面等を参照して本考案をさらに詳しく説明する。

第2図は本考案による周波数変調器の第1の実施例を示す回路図である。先に第1図に示した回路と共通な部分には同一の符号を用いてある。

共通の部分の説明を省略して異なる点について説明する。電圧安定化回路STBの出力電圧はRV1, RV2, RV3よりなる可変抵抗回路網、および高周波阻止用抵抗R4, R5, R6を経て各々のチャンネルのバラクタダイオードの逆バイアス電圧として印加される。バラクタダイオードとインダクタンスとの接続中点は直流でのインピーダンスが非常に高いため電圧安定化回路STBの出力電圧がそのまま印加されることになる。変調電圧はT1より低周波でも十分インピーダンスが低くなるような値のバイパスコンデンサC9を経て分圧器RV1, RV2, RV3でそれぞれ別の分圧比により分圧され各チャンネルにおけるバラクタダイオードの直流逆バイアス電圧に重畳される。調整は第1図に示した回路と同様に行なわれる。

この回路を第1図と比較するとバイパスコンデンサC6, C7, C8、高周波阻止用抵抗R7, R8, R9が不要となつていくことがわかる。

第3図はさらに他の実施例を示す図である。この実施例はベース接地無調整3次オーバートーンコルピッツ水晶発振器に応用したときの構成例でD1, D2, D3はチャンネル切換用のスイッチングダイオードである。

第2図に示した実施例と同様に、可変抵抗回路網RV1, RV2, RV3、高周波阻止用抵抗R4, R5, R6、そしてバラクタダイオードVD1, VD2, VD3が用いられている。

なお、水晶振動子を用いた場合の例について説明してあるが、他の圧電振動子、例えばセラミック振動子等を用いた場合においても同様な効果が得られる。

またそれらの振動子を用いることなく多チャンネル周波数を決定する場合にも同様に適用できる。

上述した説明から明らかなように、本考案の回

5

6

路構成を用いれば、部品特に体積の大きいコンデンサを減少させることができる。したがってハイブリッドIC化が容易となる。

ハイブリッドIC化を行なうことにより、実装体積を減少させ小形化が可能となる。

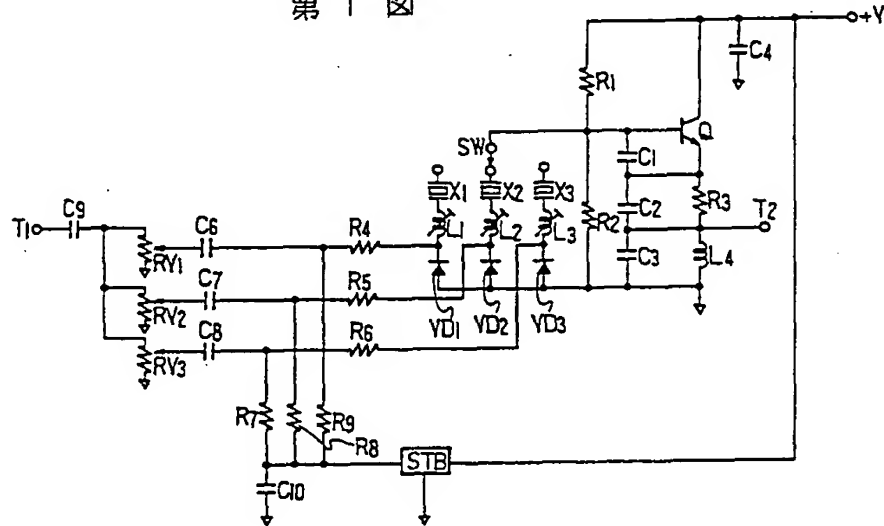
図面の簡単な説明

第1図は従来の回路、第2図は本考案による第1の実施例を示す回路図、第3図はさらに他の実

施例を示す回路図である。

L 1, L 2, L 3 ……インダクタンス、C 1, C 2 ……C 10 ……コンデンサ、R 1 ……R 9 ……抵抗器、RV 1, RV 2, RV 3 ……可変抵抗、VD 1, VD 2, VD 3 ……バラクタダイオード、Q ……トランジスタ、T 1, T 2 ……端子、STD ……電圧安定化回路、D 1, D 2, D 3 ……スイッチングダイオード。

第 1 図



第 2 図

